SEMICONDUCTOR

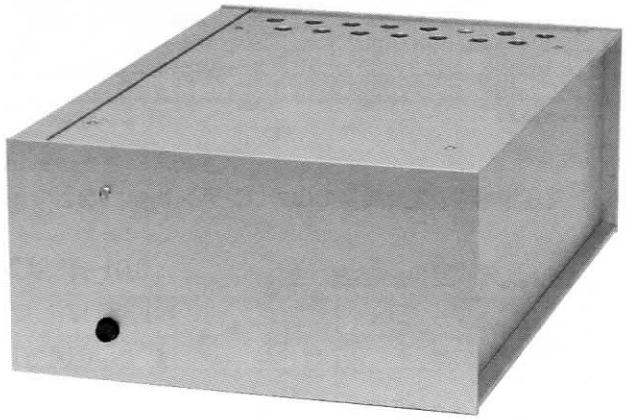
増幅部はシンプル4石構成，全段位相重視の安定化電源採用

# MOS-FET 20Wパワーアンプの設計と製作

## [設計編・その2]

安井　章 YASUI Akira

前号では，初段にコンプリメンタリー接合型FETを使用し，出力段はコンプリメンタリーMOS-FETを採用した4石シンプル構成のアンプを解説した．今回は，重要な電源部について詳述する．本機では，電圧増幅段電源と出力段電源は別々の安定化回路とした．NFB型の場合は時定数があり，発振などの不安定な要素を含むので，本機ではNO-NFBのリップルフィルター型を採用．スピーカー保護回路の搭載，電源以外のノイズ対策も施し，0.5Hz～1MHzと広帯域で，出力20Wのアンプに仕上がった．



前号でも述べたように，安定化電源は最低3個の時定数があります．NFBが施されていれば，当然発振などの不安定な要素が存在し，出力側に接続するコンデンサー（C）には最適値が存在し，特にNFB型では顕著です．

本機の安定化電源は電圧増幅段，出力段ともNO-NFBのリップルフィルター型です．発振することはなく，安心して使用できる回路です．

## 電源と音質

前号記事の冒頭で，増幅素子や部品による音質差は存在するがこの差は小さく，組み合わせる電源が音質を支配する旨の記述をしました．

筆者がたびたび述べていることですが，増幅部は入力信号の変化に応じ忠実に出力することが要求され，これを担うのは電源ですが，電源がこれを制御する力はまったくなく，増幅部も同様です．

ただ，電源が入力信号の変化に忠実に供給しているかは，電源から見た増幅回路などの等価的な負荷での位相推移で判定でき，忠実な場合，これが0です．

ここで，等価的な負荷とは，本機の電圧増幅段では初段の負荷抵抗ですが，出力段はこれに接続されるスピーカーなどではなく，電源と出力に接続されたスピーカーのホット側にかかる電圧の差と，この間に流れる電流により計算される値で，出力によって値は常時変動します．

ここでの解析は，位相推移に加えて出力電圧の電源出力への漏洩電圧の周波数特性を示しています．

当然，この電圧はアンプ出力に比し小さく，大きな「ゲイン」（後述）の低下ですが，電源インピーダンスの周波数特性の傾向を示しています（インピーダンス値は，電源の等価負荷値に，ここでのゲインを乗ずることで求められる）．

位相推移が0の場合，出力電圧の電源出力への漏洩電圧は，周波数に依存せずフラットです．

周波数依存性が存在し，これが高く，位相推移が180°を超えると，電源が発振していることを示します．位相推移が180°以下でも推移が大きいと周波数の山は大きく，過渡歪みも大きくなります．

位相推移が負の場合は，これが大きいほど出力の漏洩は小さくなりますが，これも過渡歪みが大きくなります．

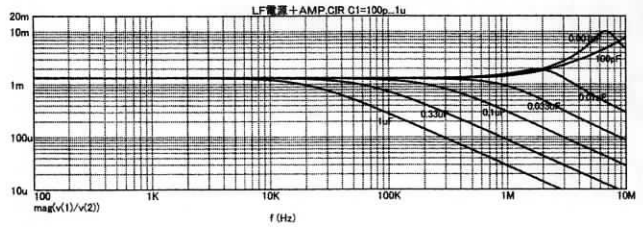
この位相推移は，電源出力に接続されたCRで決定します．ただ，Rは値が比較的小さく，市販品の抵抗値も限られているので，最近は省略しています．この位相の推移0は全帯域で達成することは困難ですが，可聴帯域で推移を小さくすることができます．

## 電圧増幅段

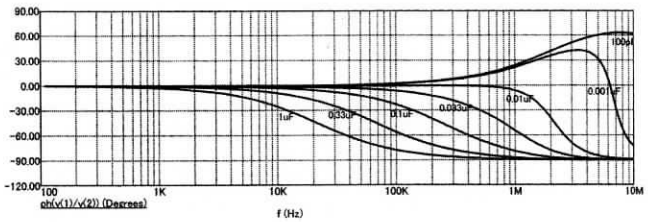
以下，電圧増幅段と出力段について，電源のNFBの有無について解析します．

### (1) 本機の特性

**図1**は，本機の電圧増幅段電

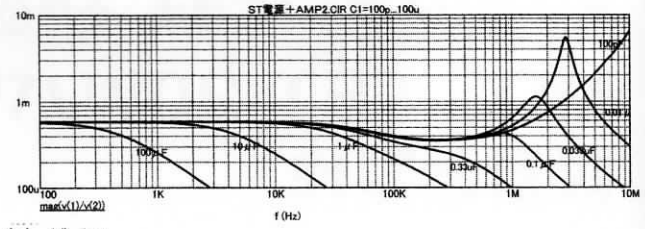



(a) ゲイン

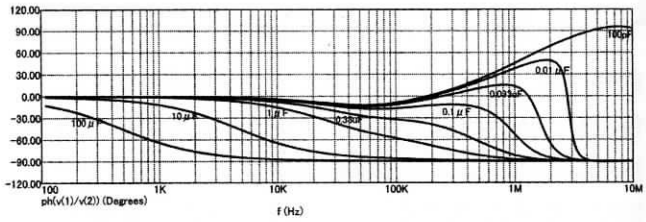



(b) 位相推移

[図 1] 電圧増幅段安定化電源の出力コンデンサーと特性

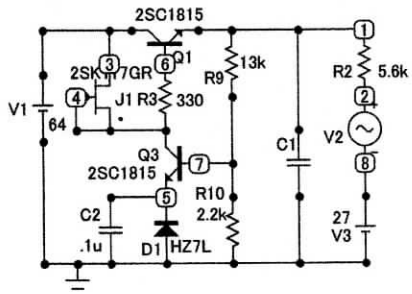



(a) ゲイン




(b) 位相推移

[図 3] 図 2 の回路例の特性




[図 2] 電圧増幅段用 NFB 型電源の例

源のアンプ出力からみたゲインと位相推移を示したものです.

図 (a) でゲインが上昇するのは, 安定化電源制御トランジスター (Tr) の $h_{FE}$ が低下するのが理由で, この上昇を抑えるのが電源出力 C で, これが最適であればゲインはフラットとなります.

0.01 μF 以下では容量不足で, 0.1 μF 以上では容量過多といえます. 0.01 μF から 0.1 μF では, 10kHz での位相推移は 3° 以内の遅れと無視できる値です. ただ, 容量不足でも位相推移は 60° 程度で, 発振することはありません.

### (2) NFB 型電源の場合

NFB 型の回路図例 (**図 2**) についての電源出力 C との特性は, **図 3** に示すとおりです. **図 2** で出力側の $V_2$ のノード 8 に直流電圧 $V_3$ (27V) が接続されているのは, 初段のドレイン電圧の変化が, ほぼこの電圧を中心とするためです.

電源出力 C は 0.1 μF 以下では容量不足で, 0.33 μF 以上では過多となり, 最適 C の範囲は本機の電源に比し縮小しています. なお, 位相推移が 10kHz から 100kHz 程度まで谷を生ずるのは, 定電圧ダイオードに並列接続した 0.1 μF の影響で, 0.01 μF とすると, この部分はほぼフラットとなりますが, ダイオードが発するノイズの吸収が充分ではありません.

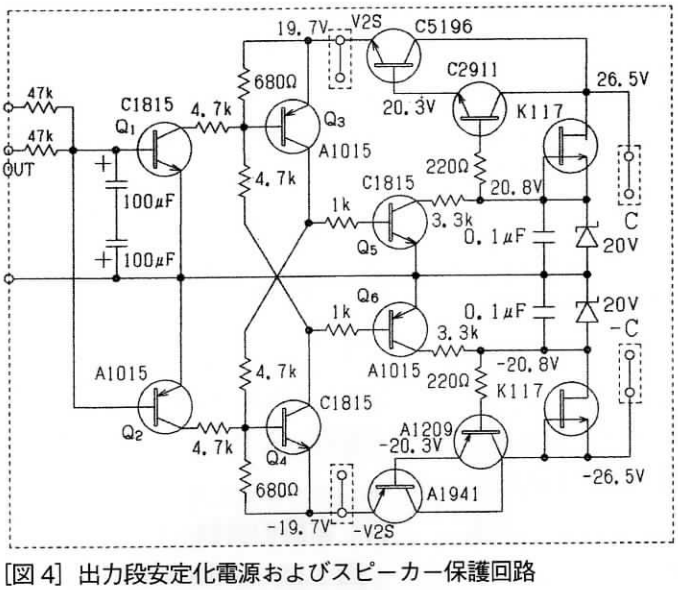
## 出力段電源

出力段電源について検討します.

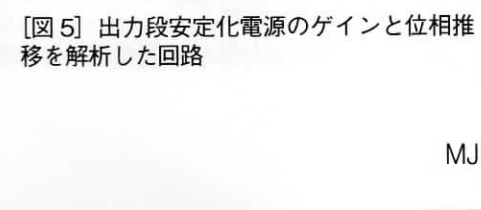
### (1) 本機の場合

本機の出力段用安定化電源基板の回路図を**図 4** に示します. なお, この基板には, スピーカー保護回路も併せて搭載してあります.

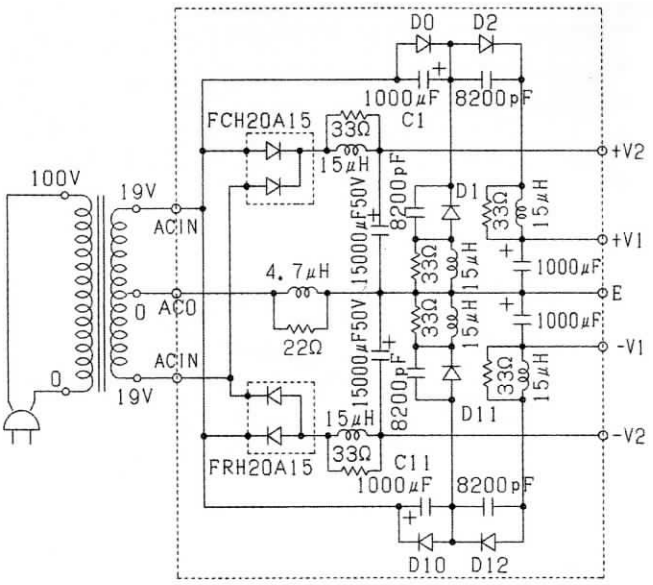
ゲインおよび位相推移を解析した回路は**図 5** です. 出力側の




[図 4] 出力段安定化電源およびスピーカー保護回路




[図 5] 出力段安定化電源のゲインと位相推移を解析した回路




[図 10] 電源トランス 1 個の場合の電源回路

電圧増幅段用の 2 電源を得る場合は，倍電圧整流回路を採用します．

製作した電源回路を**図10** に示します．電圧増幅段用電源出力が $+V_1$，$-V_1$ で倍電圧回路です．出力段用電源出力が $+V_2$，$-V_2$ です．

倍電圧回路の動作を正電圧側について解析したのが**図11** です．(a) において，太実線が $D_1$ にかかる電圧，太点線が $D_2$ にかかる電圧で，この和の細実線がこの電源の出力電圧で，倍電圧になっていることがわかります．細点線は，$C_1$ にかかる電圧です．

(b) は実線が $D_1$ に流れる電流，点線が $D_2$ に流れる電流です．$D_2$ に流れる電流が $D_1$ に流れないのは $C_1$ からの充電を示し，$D_1$ に流れる電流は $C_1$ への充電で $D_2$ には流れません．

## $C_1$，$C_{11}$ には保護ダイオードが必要

倍電圧回路の原理図（**図12**）では，**図10** の $C_1$ および $C_{11}$ に並列の $D_0$，$D_{10}$ が省略されています．

この場合は，$C_1$，$C_{11}$ に逆電圧がかかります．これを示したのが**図13** です．$C_1$（細実線）にかかる電圧は，AC 電源が 20V の場合，電源 ON 直後の 1 波では 13V に達します．ここに使用するのは電解コンデンサーです．

1 波のみで直ちに電解コンデンサーは破壊することはありませんが，逆電圧であることを考慮すると劣化の進行が考えられます．

ここは，電解コンデンサーにダイオード $D_1$，$D_{11}$ を抱かせれば，これにかかる電圧は**図12** に示すように最大でも 0.6V となります．ダイオードは挿入すべきでしょう．

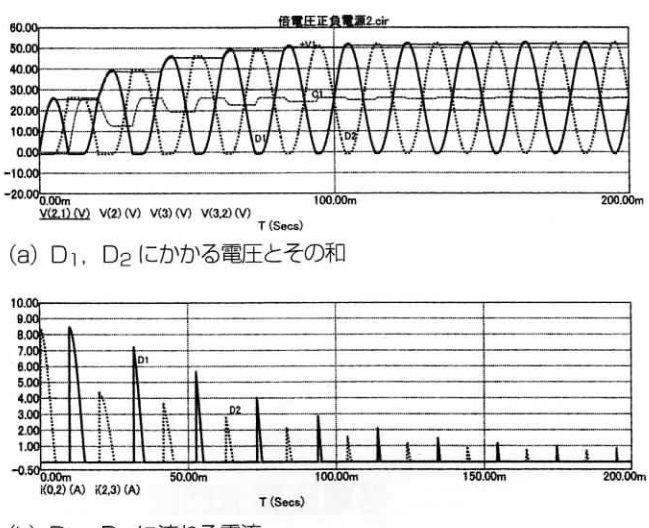
## スピーカー保護回路

スピーカー保護回路は，**図4** の左側 $Q_1$ ～ $Q_6$ の部分です．

この保護回路は左右チャンネルで共通であるため，2 つの出力端子への結線のうち，1 個の 47kΩ は基板の外で追加しています．

また，左右共通のため保護回路が作動するのは，出力のドリフトが 1.2V ～ −1.2V の範囲から離脱した場合です．離脱が正電圧であれば $Q_1$ に電流が流れ，$Q_3$ ベースの 680Ω による電圧降下が 0.6V を超えると $Q_3$ に電流が流れ，$Q_5$ のベース電流が 0.6V を超えると $Q_5$ に電流が流れるとともに $Q_4$ のベースの 680Ω の電圧降下が 0.6V を超え，$Q_4$ に電流が流れ，$Q_6$ のベースが −0.6V を超えて，同様に $Q_6$ に電流が流れます．

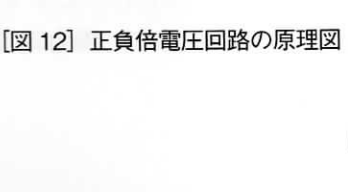
$Q_5$，$Q_6$ に電流が流れると，2



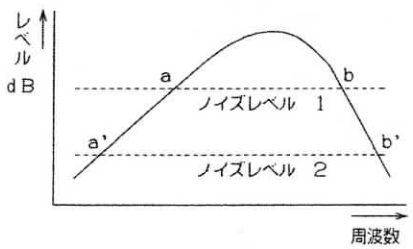

(a) $D_1$，$D_2$ にかかる電圧とその和

(b) $D_1$，$D_2$ に流れる電流

[図 11] 倍電圧回路の動作（正電圧側）




[図 12] 正負倍電圧回路の原理図




[図15] 耳と感度とノイズレベル

聴覚の大まかな感度は，この図の実線で示されます．フレッチャー・マンソン特性の逆の特性です．

混変調歪みや過渡歪みの発生があると，図中のノイズレベル1と考えてよいでしょう．これらの対策を実施すれば，ノイズレベル2に低下するのは当然です．低域，高域とも拡大し，低域の拡大のほうが顕著であることをこの図は示しており，このようなノイズレベルの減少が空気感などの拡大につながるのです．

## 周波数帯域

ところで，先月号の見出しに周波数特性は0.5Hz～1MHzと書きました．

真空管派にとっては，このような帯域は必要ないのに，なぜ拡大するか疑問を持たれるでしょう．

人間の可聴周波数帯域は15Hz～16kHz程度であり，楽器の基音も16Hz～8kHz程度で，スピーカーも$f_0$以下は再生できないと考える向きには，無駄な帯域拡大ととらえられても無理もありません．

音の良い周波数帯域積については30万の法則，40万の法則，64万の法則というものがあります．中間の40万の法則で考えましょう．

元々この法則は，電話が明瞭に相手側に伝わることを目的とした法則で，音楽鑑賞でこの法則が成立するかは疑問です．

小口径スピーカーで，$f_0$が200Hzの場合は高域は2kHzで良いことになり，これでも40万の法則を満足します．

仮に，この法則が音楽鑑賞で成立したとしても，低域は低いほど，高域は高いほど音質は優れています．たとえば，50Hzと8kHzでも40万の法則は成立します．電話の通話では問題ありませんが，チェンバロなどの再生では楽器の音とは似ても似つかない音です．これは，チェンバロの基音の上限は8kHzであっても倍音が再生されないからです．

楽音には，この基音以外に倍音，胴鳴りなどのほか，楽音の和や差が発生し，これらには可聴周波数外の周波数成分が存在します．

この可聴周波数外の音は，それのみを抽出して聴くことはできませんが，可聴音に重畳した形では聴取可能です．

スピーカーは$f_0$が存在しても，$f_0$以上の楽音に重畳した音はスピーカーから再生されるので，音場感や空気感として認識できるのです．

本機では，低域は0.5Hzまでですが，0.1Hz程度までは低域拡大による音質向上を確認できます．

これは，真空管アンプでは認識は難しいもので，不可能ではありませんが，電源と結合Cの検討が必要です．

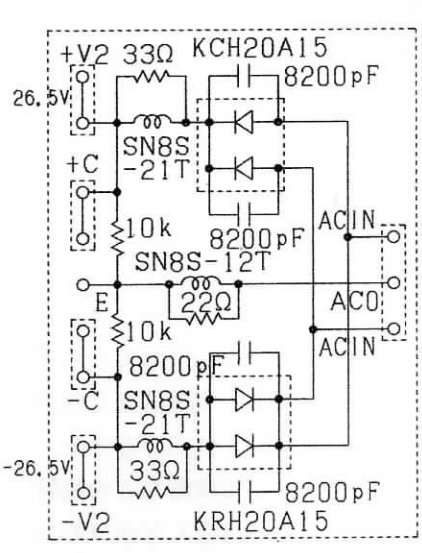
半導体アンプではこの低域の拡大は容易ですが，音質を損なわないCの確保に留意する必要があります．

可聴帯域の低限が15Hzである，楽器の低限が16Hzである，スピーカーは$f_0$以下は再生しない，などは正確さに欠ける考え(説)で，これを理由としてアンプの低域をカットしてはならないのです．

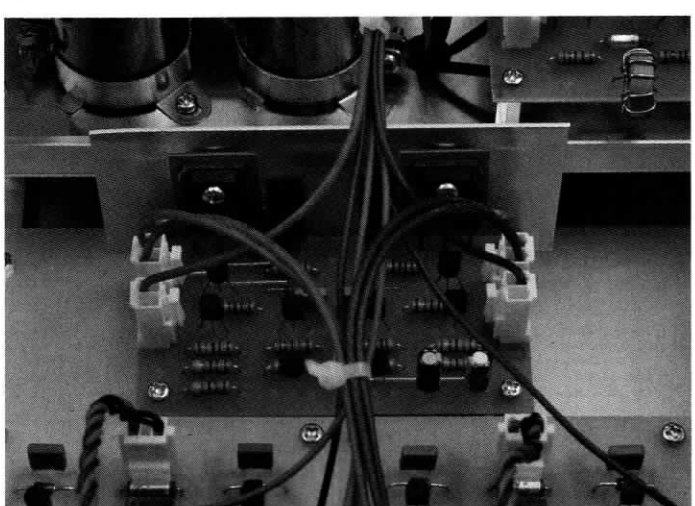
次号は，製作について解説します．

**[訂正とお詫び]**

前号の図8は，図7と同じものとなっていました．正しい出力段電源基板の回路を下図に示します．




[訂正] 前号の正しい図8



出力段安定化電源およびスピーカー保護回路基板のようす．制御用トランジスターの2SA1941と2SA5196は，放熱板に取り付ける．その際，グリースを塗って絶縁シートを挟む